

PCB 전송선에서 비아 펜스의 효과 분석

Analysis of Via Fence Effects in PCB Transmission Lines

김종호 · 박상욱 · 주재철 · 박동철

Jong-Ho Kim · Sang-Wook Park · Jae-Cheol Ju · Dong-Chul Park

요 약

아날로그 및 디지털 시스템에서 인쇄회로기판에 있는 전송선들의 상호 결합은 장비의 성능을 저하시킬 수 있다. 이 논문에서는 전송선들 사이에 추가로 전송선을 삽입하고 비아 홀을 통해 접지면에 직접 연결시킨 비아 펜스의 영향을 해석하기 위한 방법을 제안하였다. 이 방법은 전송선 부분을 위한 회로 개념과 비아 홀 부분을 위한 임피던스 모델링으로 이루어졌고 각 부분을 ABCD 파라미터로 나타내어 직렬 연결하였다. 마지막으로 이 방법에 의한 시뮬레이션 결과를 측정 결과와 비교하여 방법의 타당성을 입증하였다.

Abstract

In analog and digital electronic systems, crosstalk between transmission lines on the printed circuit board can degrade the performance of equipment operations. This paper presents a technique to analyze the effects of via fence, which is based on additional transmission lines grounded by vias. The technique is composed of a circuit concept approach for transmission line sections and an impedance modeling of via hole sections. All sections are represented by ABCD parameters and they are cascaded. Finally, this technique was verified by comparing the measurement results with the simulation ones.

Key words : PCB, Crosstalk, Transmission Line, Via Fence, Circuit Concept Approach, ABCD Parameter

I. 서 론

인쇄회로기판(Printed Circuit Board: PCB)의 집적도가 높아지고, 광대역 신호와 고속 스위칭 소자들을 사용하는 새로운 장치들이 늘어나면서 전자파 방해(Electromagnetic Interference: EMI) 현상도 점점 커지고 있다. PCB 위 전송선 간의 상호 결합은 아날로그 신호의 질을 저하시키고, 심한 경우에 디지털 신호는 정보를 잃어버리기도 한다. 이러한 결합의 심각성은 전송선의 기하학적 구조, 종단 임피던스, 전송선을 흐르는 신호의 형태와 밀접한 관계가 있다.

다중 전송선의 결합 문제는 Paul^{[1]-[3]}에 의해 많이 연구되었다. 이 때 누설 전자파의 파장은 전송선의

단면적에 비해 훨씬 크다고 가정하였으며, 이 가정은 대부분의 실제 상황에 적용될 수 있다. Kami^{[4]-[6]}는 회로 개념을 이용하여 두 전송선 사이의 결합 또는 외부 전자파가 전송선에 미치는 영향을 해석하였고, 최근에는 이것을 다중 전송선까지 확장하여 해석한 연구 결과가 발표되었다^[7]. Kami의 회로 개념을 이용하여 전송선 문제를 해석하면 기존의 수치 해석 방법들이 가졌던 복잡하지만 제한적으로 이용할 수밖에 없었던 점을 해결할 수 있어서 전송선 형태가 비평행, 임의의 형태인 경우에도 간단하게 해석할 수 있다.

이러한 전송선 간의 결합을 줄이기 위해서 종종 두 전송선 사이에 전송선과 같은 형태인 별도의 도

「본 연구는 대학 IT 연구 센터인 충남대학교 전자파 환경기술 연구센터의 지원으로 수행되었음.」
 충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20050120-006

· 수정완료일자 : 2005년 3월 16일

선을 삽입하여 결합을 줄이기도 하며, 결합 방지 효과를 높이기 위해 삽입한 도선에 비아 홀(via hole)을 만들어서 직접 접지면에 연결시킨다. 이처럼 두 전송선 사이에 위치하고 비아 홀에 의해 직접 접지면으로 연결된 형태를 비아 펜스(via fence)라고 하며 전송선에 의한 결합을 가장 손쉽게 효과적으로 차단할 수 있는 구조로 알려져 있다^{[8],[9]}. 그러나 이러한 비아 펜스에 의한 영향을 해석하기 위한 방법으로 기존에는 SPICE, FDTD, Moment Method 등 수치해석 방법이 동원되었으며 이들은 나름대로 훌륭한 결과를 보여왔지만 비평행 전송선, 서로 길이가 다른 전송선 등, 경우에 따라 기존 방법을 적용할 수 없거나 해석하는데 시간이 많이 소요되는 등의 문제점을 가지고 있다.

Kami가 제안했던 회로 개념을 이용한 전송선 간의 결합 해석은 다행히 모든 경우에 적용할 수 있는 장점을 가지고 있지만 아직 비아 홀이 있는 구조에 적용된 예는 없었다. 본 논문에서는 회로 개념을 이용하여 비아 홀에 의한 비아 펜스 영향을 해석할 수 있는 기법을 제안하고 이 기법의 타당성을 시뮬레이션과 측정을 통해 검증하였다.

II. 회로 개념에 의한 상호결합 해석

전송선 상호 결합을 해석하기 위해 Kami는 비평행, 임의의 형태에 대해서 효과적으로 적용할 수 있는 회로 개념을 제안하였다. 그림 1처럼 두 전송선이 같은 접지면 위에 매우 근접하여 위치하고 있는 경우를 고려하여 보자. 전송선 #1의 길이, 높이, 방향을 각각 l_1, h_1, X 라 하고, 전송선 #2의 길이, 높이, 방향을 각각 l_2, h_2, x 라 하며, 또한 두 전송선이 자유공간에 놓여 있고 그 사이의 각을 θ 라 하자. 각 전송선의 단면이 파장에 비해 매우 작다고 하면 두 전송선에서의 전파모드는 각각 TEM 모드가 될 것이다. 전송선이 외부 전자계에 노출되면 전송선에는 전류가 유기되며 이 현상은 전자파의 전송선으로의 결합으로 얘기할 수 있다. 보기로, 그림 1의 전송선 #1이 각 주파수 ω 의 외부 전자계에 의해 여기되면, 결합 현상은 전송선 전압 $V_1(X)$ 와 전류 $I_1(X)$ 로 나타나는 다음의 식 (1)과 (2)로 표현될 수 있다.

$$-\frac{d}{dX} \begin{bmatrix} V_1(X) \\ I_1(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega L_1 \\ j\omega C_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(X) \\ I_1(X) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{12}(X) \\ I_{12}(X) \end{bmatrix} \quad (1)$$

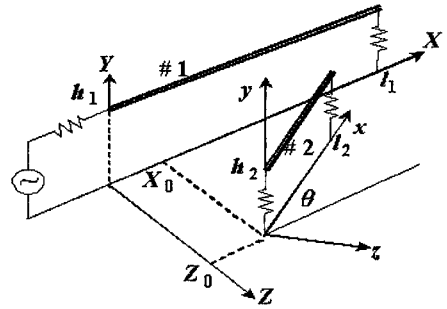


그림 1. 전송선 모델
Fig. 1. Transmission line model.

여기서

$$\begin{bmatrix} V_{12} \\ I_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\omega \int_0^{h_1} \mu_0 H_z^c(X, Y', 0) dY' \\ j\omega C_1 \int_0^{h_1} E_y^c(X, Y', 0) dY' \end{bmatrix} \quad (2)$$

또한 H_z^c 와 E_y^c 는 각각 외부 전자계의 Z-성분 전계와 Y-성분 전계이다. L_1 과 C_1 은 각각 전송선 #1에서의 단위 길이당 인덕턴스와 캐패시턴스이다. 이 모델에서 외부 전자계는 전송선 #2에 의한 것이므로 식 (2)는 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{12} \\ I_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega A_{12}(X, h_1, 0) \\ -j\omega C_1 \phi_{12}(X, h_1, 0) \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 A_{12} 와 ϕ_{12} 는 각각 전송선 #2의 선전압 $V_2(x)$ 와 선전류 $I_2(x)$ 에 의한 X 지점에서의 벡터 포텐셜과 스칼라 포텐셜로써 전송선들 간의 상호 인덕턴스나 상호 캐패시턴스를 의미한다.

그림 1의 전송선들이 같은 높이에 있다고 가정하면 그림 2처럼 평면도로 나타낼 수 있고 x, y, z 좌표와 X, Y, Z 좌표 사이의 상관관계는 식 (4)로 나타낼 수 있다.

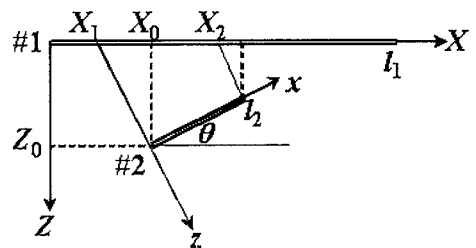


그림 2. 전송선 모델의 평면도
Fig. 2. Top view of the transmission line model.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X - X_0 \\ Y \\ Z - Z_0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

먼저 전송선 #2에 의해 전송선 #1이 영향을 받는 것을 고려할 경우 그림 2의 X_1 과 X_2 지점에서의 전압과 전류는 다음으로 된다.

$$\begin{bmatrix} V_x(X_2) \\ I_x(X_2) \end{bmatrix} = F_1(X_2 - X_1) \cdot \begin{bmatrix} V_x(X_1) \\ I_x(X_1) \end{bmatrix} - \int_{X_1}^{X_2} F_1(X_2 - X') \cdot \begin{bmatrix} V_{f2}(X') \\ I_{f2}(X') \end{bmatrix} dX' \quad (5)$$

여기서 $X_1 = X_0 - Z_0 \tan \theta$, $X_2 = X_1 + l/\cos \theta$ 이며 $F_1(X)$ 는 chain parameter라고 불리며 식 (6)으로 정의한다.

$$F_1(X) = \begin{bmatrix} \cos \beta X & -jZ_{01} \sin \beta X \\ -j\frac{1}{Z_{01}} \sin \beta X & \cos \beta X \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 $Z_{01} = \sqrt{L_1/C_1}$, $\beta = \omega\sqrt{L_1C_1}$ 는 각각 전송선 #1의 특성 임피던스와 위상상수를 나타낸다. 위의 관계를 이용하여 최종적으로 전송선 #1의 양 끝단에 나타나는 전압과 전류는 각각 식 (7)과 식 (8)이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_x(l_1) \\ I_x(l_1) \end{bmatrix} = F_1(l_1) \cdot \begin{bmatrix} V_x(0) \\ I_x(0) \end{bmatrix} - \int_{X_1}^{X_2} F_1(l_1 - X') \cdot \begin{bmatrix} V_{f2}(X') \\ I_{f2}(X') \end{bmatrix} dX' \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} V_x(0) \\ I_x(0) \end{bmatrix} = F_1^{-1}(l_1) \cdot \begin{bmatrix} V_x(l_1) \\ I_x(l_1) \end{bmatrix} + \int_{X_1}^{X_2} F_1^{-1}(X') \cdot \begin{bmatrix} V_{f2}(X') \\ I_{f2}(X') \end{bmatrix} dX' \quad (8)$$

마찬가지 방법으로 전송선 #1이 전송선 #2에 미치는 영향은, 앞의 절차를 그대로 따르면 되고, 최종적으로 식 (9)와 식 (10)으로 전송선 #2의 양 끝단에 나타나는 전압과 전류를 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_x(l_2) \\ I_x(l_2) \end{bmatrix} = F_2(l_2) \cdot \begin{bmatrix} V_x(0) \\ I_x(0) \end{bmatrix} - \int_0^{l_2} F_2(l_2 - x') \cdot \begin{bmatrix} V_{f1}(x') \\ I_{f1}(x') \end{bmatrix} dx' \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} V_x(0) \\ I_x(0) \end{bmatrix} = F_2^{-1}(l_2) \cdot \begin{bmatrix} V_x(l_2) \\ I_x(l_2) \end{bmatrix} + \int_0^{l_2} F_2^{-1}(x') \cdot \begin{bmatrix} V_{f1}(x') \\ I_{f1}(x') \end{bmatrix} dx' \quad (10)$$

두 개의 전송선으로 이루어진 그림 1을 4단자 망

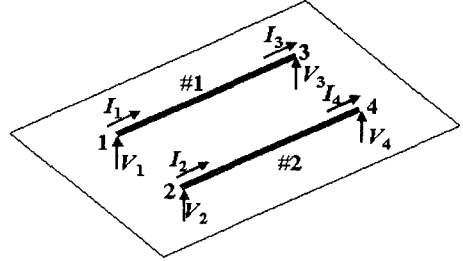


그림 3. 4단자 망 모델
Fig. 3. Four-port network model.

으로 간주하고 각 단자에 대한 전압과 전류의 방향, 단자 번호를 그림 3처럼 가정하자. 그러면 앞의 식 (7)~(10)은 ABCD 파라미터로 나타낼 수 있고 최종적으로 식 (11)이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서 $V_{in} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$, $V_{out} = \begin{bmatrix} V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}$, $I_{in} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$, $I_{out} = \begin{bmatrix} I_3 \\ I_4 \end{bmatrix}$ 이므로, 그림 2와 그림 3의 관계로부터 각 단자의 전압과 전류는 다음과 같다.

$$V_1 = V_x(0), \quad V_2 = V_x(0), \quad V_3 = V_x(l_1), \quad V_4 = V_x(l_2) \\ I_1 = I_x(0), \quad I_2 = V_x(0), \quad I_3 = I_x(l_1), \quad I_4 = I_x(l_2)$$

III. 비아 펜스 해석방법

PCB 위에 있는 두 개의 전송선 사이의 상호 결합은 별도의 도선을 두 전송선 사이에 삽입함으로써 줄일 수 있다. 게다가 별도의 도선 여러 곳에서 비아를 통하여 접지면에 직접 연결하면 상호 결합의 방지 효과를 크게 할 수 있는 것으로 알려져 있으며 [8],[9] 이러한 구조를 비아 펜스(via fence)라 하고 그림 4

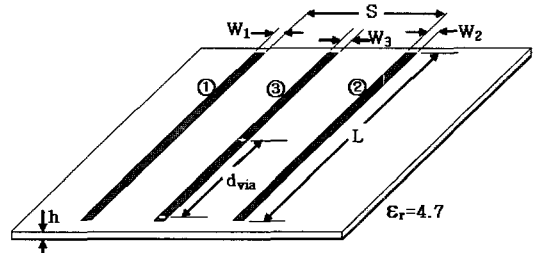


그림 4. 두 개의 전송선과 비아 펜스
Fig. 4. Two transmission lines and a via fence.

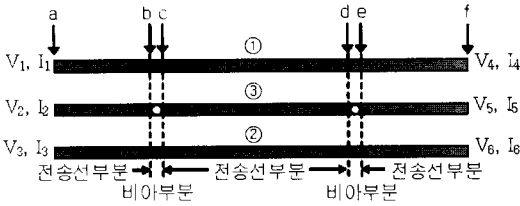


그림 5. 전송선과 비아 펜스의 평면도
Fig. 5. Top view of two transmission lines and a via fence.

의 도선 ③이 이에 해당된다. 비아 펜스는 컴퓨터 버스 설계에서 상호결합을 줄이는데 종종 사용된다.

비아 펜스에 의한 영향을 분석하기 위해, 각 도선을 그림 5에 나와 있는 것처럼 비아 부분(b~c, d~e)과 전송선 부분(a~b, c~d, e~f)으로 구별하고, 전송선 부분은 회로개념을 이용하여 도선간 상호결합을 ABCD 파라미터로 표현하고, 비아 부분은 길이가 매우 짧기 때문에 비아 부분에서의 전송선간 결합은 무시하고 단지 비아를 모델링하여 ABCD 파라미터로 표현한다. 다음, 각 ABCD 파라미터를 직렬 연결시켜 전체 도선에 대한 상호결합 특성을 구한 후 이를 비아 펜스가 없는 경우와 비교한다. 여기서 각 비아들은 위치만 다르고 모양과 구조는 서로 똑같기 때문에 비아 모델은 반복하여 사용하면 된다.

비아는 전송선과 접지면 사이를 직접 연결하는 도체이며 이론적으로 임피던스가 "0"이 되어야 하지만, 임피던스 "0"에 대해서는 어드미턴스가 무한대가 되어서 수치적으로 모델링 할 수 없고, 실제로 도체의 단면적과 길이, 재질에 의해서 임피던스를 갖게 되므로 이를 적용하면 된다. 반지름이 r_w 이고 표피 깊이(skin depth)를 δ 라고 하면 단위길이당 임피던스 Z_{via} 는^[3]

$$Z_{via} = r + j\omega l \quad (12)$$

여기서 $r_w \leq 2\delta$ 인 경우에 $r = 1/\sigma\pi r_w^2 \Omega/m$, $l = \mu_0/8\pi H/m$ 이고, $r_w \geq 2\delta$ 인 경우는 $r = 1/2\pi r_w \sigma \delta = 1/2r_w \cdot \sqrt{\mu/\pi\sigma} \sqrt{f} \Omega/m$, $l = 1/4\pi r_w \cdot \sqrt{\mu/\pi\sigma} / \sqrt{f} H/m$ 가 된다.

그림 5의 b~c 부분을 ABCD 파라미터로 표현하기 위해 단자간의 전압과 전류 관계를 그림 7처럼 정의하고, 각 도선의 길이가 매우 짧으므로 도선간

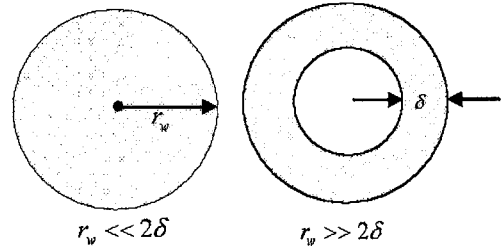


그림 6. 도선의 단면과 표피 깊이
Fig. 6. Cross-sectional view of wire and skin depth.

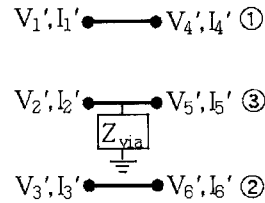


그림 7. 비아 펜스의 모델링
Fig. 7. Modeling of via fence.

상호결합이 없다고 가정하면 $V_1' = V_4'$, $V_2' = V_5'$, $V_3' = V_6'$, $I_1' = I_4'$, $I_2' = V_3'/Z_{via} + I_5'$, $I_3' = I_6'$ 가 되며 전체 ABCD 파라미터로 표현하면 다음의 식 (13)이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \\ V_3' \\ I_1' \\ I_2' \\ I_3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{via} \begin{bmatrix} V_4' \\ V_5' \\ V_6' \\ I_4' \\ I_5' \\ I_6' \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{via} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/Z_{via} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

또한 상호결합이 일어나는 전송선 부분도 그림 8처럼 각 단자를 정의하면 위에서와 마찬가지로 ABCD 파라미터 표현은 식 (14)가 된다.

그림 5처럼 비아와 전송선 부분이 함께 있는 경우, 식 (13)과 식 (14)를 이용하여 a 지점부터 f 지점까지의 특성을 한 식으로 나타내려면 식 (15)와 같이 각

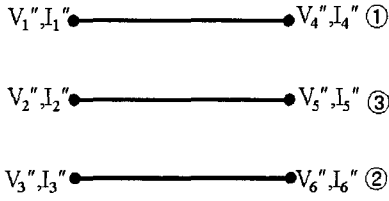


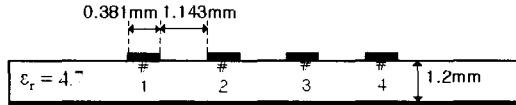
그림 8. 전송선의 모델링

Fig. 8. Modeling of transmission lines.

부분별 ABCD 파라미터를 곱하면 된다.

$$\begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \\ V_3'' \\ I_1'' \\ I_2'' \\ I_3'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & b_{21} & b_{22} & b_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & b_{31} & b_{32} & b_{33} \\ c_{11} & c_{12} & c_{13} & d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_4'' \\ V_5'' \\ V_6'' \\ I_4'' \\ I_5'' \\ I_6'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{TL}$$

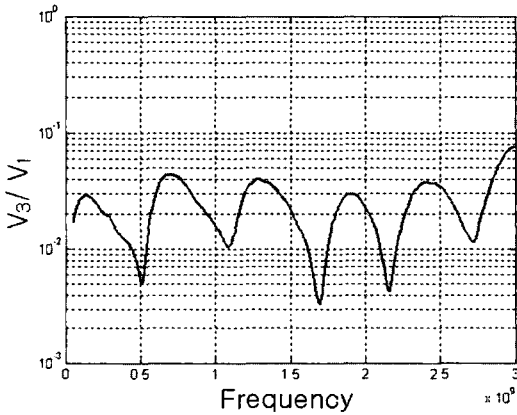
(14)



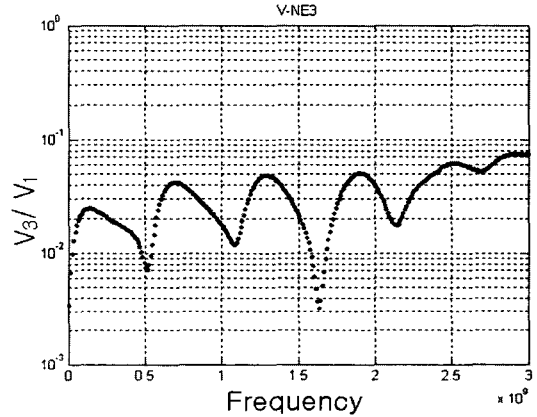
GRID

(a) PCB 단면도

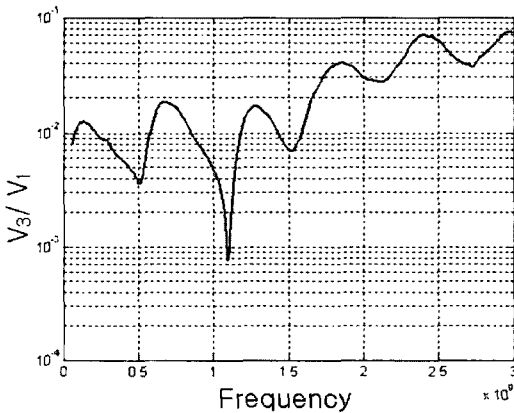
(a) Cross-sectional view of PCB



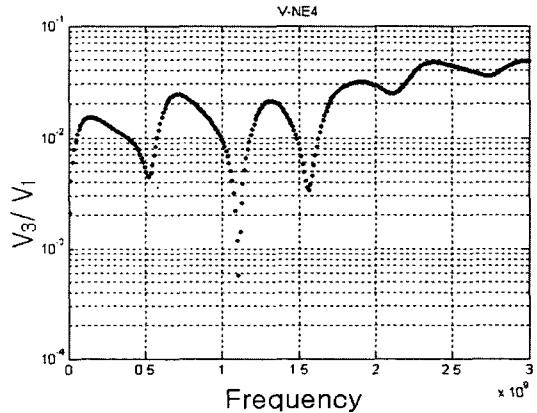
(b) 전송선 #3의 near-end에서 측정결과
(b) Measurement result at near-end of line #3



(c) 시뮬레이션 결과
(c) Simulation result at near-end of line #3



(d) 전송선 #4의 near-end에서 측정결과
(d) Measurement result at near-end of line #4



(e) 시뮬레이션 결과
(e) Simulation result at near-end of line #4

그림 9. 다중 전송선의 상호 결합에 대한 측정 및 시뮬레이션 결과

Fig. 9. Measurement and simulation results on crosstalk in multi-transmission lines.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{FL}} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{via}} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{FL}} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{via}} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{FL}} \begin{bmatrix} V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{bmatrix} \quad (15)$$

IV. 시뮬레이션 및 측정 결과

회로 개념을 이용한 비아 펜스의 효과를 분석하기 위하여 먼저 비아 펜스가 없는 다중 전송선에 대하여 시뮬레이션과 측정을 통해 회로 개념 방법의 타당성을 보였다. 여기에 사용된 전송선의 구조는 그림 9의 (a)와 같으며, 이 때 전송선 길이는 15 cm 가 되도록 하였다. 전송선 #1에 소스를 연결하였을 때 전송선 #3과 전송선 #4로 결합되어 near-end 단자로 유기되는 전압에 대한 측정과 시뮬레이션 결과를 (b)~(e)에 나타내었으며 측정 결과와 시뮬레이션 결과가 서로 매우 유사하여, 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 9의 (b)~(e)에서 x축은 주파수를 나타낸 것으로 0~3 GHz의 범위를 나타내고, y축은 전송선 #1의 소스에 인가해 주는 전압을 1 V로 했을 경우의 상대적인 값을 의미한다.

비아 펜스의 영향을 분석하기 위해 그림 4에 나와 있는 형태의 PCB를 대상으로 시뮬레이션과 측정 결과를 비교하였다. 그림 10은 측정 결과를 나타낸 것으로 가로축은 주파수이고 세로축은 ①번 전송선에 1 V의 전압을 인가했을 경우 결합된 전압의 크기를 의미한다. 이때 측정 결과는 참고문헌 [8]의 결과를 인용하였다. 그림 4에서 $W_1=W_2=W_3=2.5$ mm이고 $L=10$ cm이며 $S=7.5$ mm, $h=1.588$ mm이다. "No via"는 비아 펜스가 없는 것으로 ①과 ②만 있고 ③이 없는 경우이고, "2 vias"는 ①, ②, ③이 모두 있으며 ③번 도선의 양 끝에서 접지면과 직접 연결된 경우이고, "3 vias"는 ③번 도선의 양 끝과 가운데에서 접지면과 직접 연결된 경우이다. 따라서 이때의 $d_{via}=5$ cm 가 된다. 그림 10에서 "2 vias"는 "No via"에 비해서 전체적으로 결합량이 적음을 알 수 있고, 800 MHz 부근에서 공진이 일어난 것은 ②번 도선의 양 끝이 접지면에 직접 연결되어서 나타난 것으로 공진주파수 f_0 는 식 (16)처럼 쓸 수 있다.

$$f_0 = \frac{C}{2 \cdot d_{via} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (16)$$

여기서 C 는 광속이고 ϵ_{eff} 는 유효 유전상수이다. 만약에, 관심주파수 영역 밖에서 공진이 일어나도록 하려면 d_{via} 를 작게 하면 된다. "3 vias"인 경우 d_{via} 는 5 cm이므로 공진 주파수는 약 1.6 GHz가 되어 그림 10에서 보이지 않고 "No via"나 "2 vias"에 비해서 결합량이 작음을 알 수 있다.

동일한 조건의 시뮬레이션 결과를 그림 11에 나타내었다. 그림 11도 800 MHz 부근에서의 공진 현상을 보여주고 있으며, 결합 크기를 비교하면 "No via"가 가장 크고 "3 vias"가 가장 작고, 900 MHz 부근에서 다시 결합 크기가 커지는 현상 등이 측정 결과와 같다고 볼 수 있다. 그림 10과 그림 11에서 두 결과간에 결합 전압 값에 차이는 있으나 세 가지 경우의 전반적인 경향과 공진이 있을 경우 공진 주파

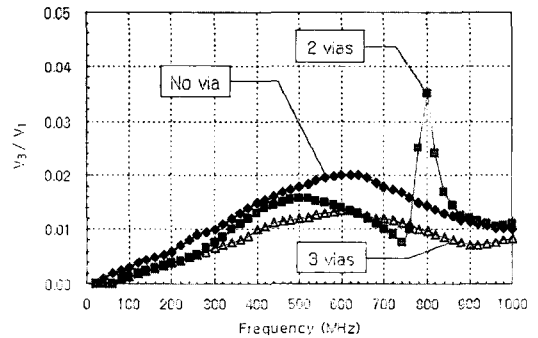


그림 10. 측정결과^[8](◆: No via, ■: 2 vias, △: 3 vias)

Fig. 10. Measurement results.

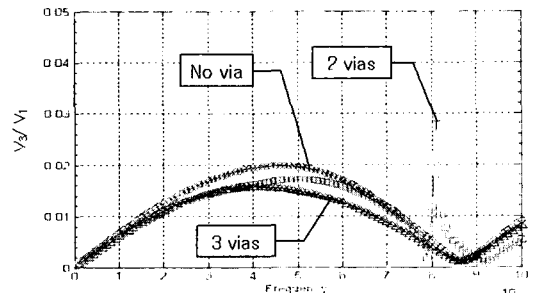


그림 11. 시뮬레이션 결과(◇: No via, □: 2 vias, △: 3 vias)

Fig. 11. Simulation results.

수 등이 잘 일치하는 것으로 판단된다. 따라서 앞에서 제안한 비아 부분과 전송선 부분을 나누고 비아 모델링과 회로 개념을 적용하여 각 부분을 ABCD 파라미터로 표현한 후 이를 직렬 연결시킨 해석 방법이 타당함을 알 수 있다.

V. 결 론

비아 펜스는 전송선간의 결합을 방지하기 위한 가장 간단하면서도 효과적인 도구이나 비아 펜스에 쓰이는 비아 홀의 간격에 따라서 오히려 역효과를 가져올 수도 있다. 이러한 비아 펜스를 간단하게 모델링 하여 정확하게 해석할 수 있는 방법을 새로이 제안함으로써 이러한 역효과를 방지할 수 있게 되었다.

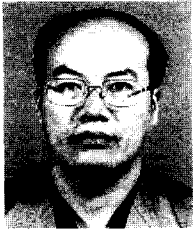
여기서 제안한 방법은 비아 펜스를 부분별로 나누어서 전송선 부분은 회로 개념을 이용한 다중 전송선의 상호결합 해석방법으로, 비아 홀 부분은 재질과 단면적에 의한 임피던스 모델링 하여, 각 부분을 ABCD 파라미터로 나타내어 직렬 연결시키는 방법으로 해석하였다.

회로 개념으로 전송선의 결합을 해석하는 것은 평행 결합 전송선뿐만 아니라 임의의 형태에도 가능하므로 향후 전송선이 임의의 방향으로 있을 경우에 대한 비아 펜스 영향도 해석할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] C. R. Paul, "Frequency response of multi-conductor transmission lines illuminated by an electromagnetic field", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-18, pp. 183-190, Nov. 1976.
- [2] C. R. Paul, "Modeling electromagnetic interference properties of printed circuit boards", *IBM J. Res. Dev.*, vol. 33, no. 1, pp. 33-50, 1989.
- [3] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, New York, Wiley-Intersciences, 1994.
- [4] Y. Kami, R. Sato, "Circuit-concept approach to externally excited transmission lines", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-27, pp. 177-183, Nov. 1985.
- [5] Y. Kami, R. Sato, "Analysis of radiation characteristics of a finite-length transmission line using a circuit-concept approach", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 30, pp. 114-121, May 1988.
- [6] Y. Kami, R. Sato, "Crosstalk of finite-length transmission lines in arbitrary directions on the same ground", *Proc. 1992 IEEE Int'l. Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 247-250, Aug. 1992.
- [7] S. W. Park, J. C. Ju, and D. C. Park, "Analysis of crosstalk between multiconductor transmission lines in arbitrary directions using a circuit-concept approach", *2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Sendai, Jun. 2004.
- [8] Darcy N. Ladd, George I. Costache, "SPICE simulation used to characterize the crosstalk reduction effect of additional tracks grounded with vias on printed circuit boards", *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 39, no. 6, pp. 342-347, Jun. 1992.
- [9] S. Li, Y. Liu, Z. Song, and H. Hu, "Analysis of crosstalk of coupled transmission lines by inserting additional traces grounded with vias on printed circuit boards", *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, pp. 451-454, Nov. 2003.

김 중 호



1986년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
1989년 2월~현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 책임연구원

1999년 3월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사 과정
[주 관심분야] EMC/EMI, PCB 상의 전자파 해석

주 재 철



1991년 2월: 명지대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 7월: Oklahoma State University, Stillwater (공학석사)
2002년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)
2002년 3월~2003년 2월: 한국전자통신연구원 Post Doc.

2003년 3월~2005년 1월: 충남대학교 전자파환경기술연구센터 연구교수

2005년 2월~현재: 삼성전기 중앙연구소
[주 관심분야] EMC/EMI, 전자장 수치해석, 전송선 이론

박 상 욱



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2005년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2005년 3월~현재: 일본 전기통신대학교 박사 과정
[주 관심분야] EMC/EMI, 전자장 수치해석

수치해석

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)
1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)
1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany, 방문교수

1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson

1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson

2000년~2001년: 한국전자파학회 회장

2002년 5월~2004년 5월: 충남대학교 산업기술연구소장

1976년~현재: 충남대학교 공과대학 전파공학과 교수

[주 관심분야] Microwave and millimeterwave passive components, Antenna, EMC/EMI